

RADIO COMMUNICATION UNIT

Publication number: JP2000286742 (A)

Publication date: 2000-10-13

Inventor(s): TORII KENICHI

Applicant(s): TOSHIBA CORP

Classification:

- International: *H04B1/44; H04B1/54; H04B1/44; H04B1/54; (IPC1-7): H04B1/44; H04B1/54*

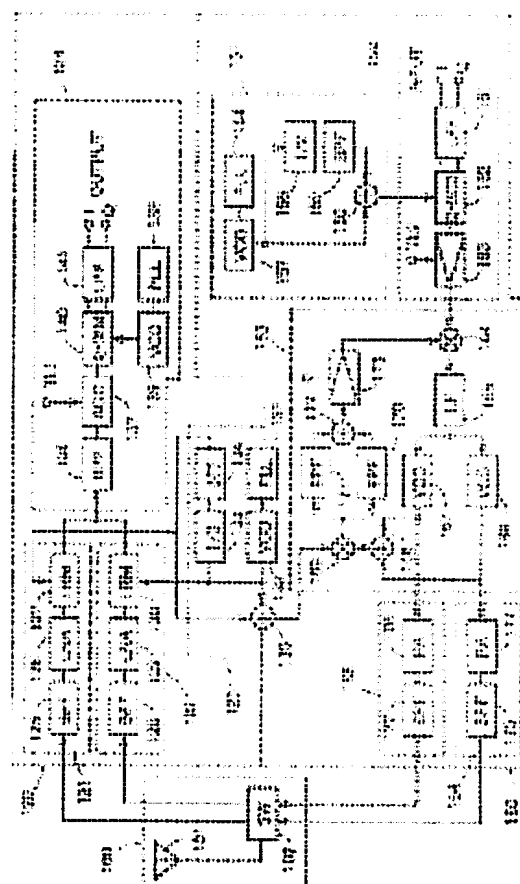
- European:

Application number: JP19990091785 19990331

Priority number(s): JP19990091785 19990331

Abstract of JP 2000286742 (A)

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain a radio communication unit that transmits data at a high speed without using a frequency synthesizer that switches a frequency at a high speed. **SOLUTION:** This radio communication unit is provided with an antenna input section 100, a reception section 120, a transmission section 150, and an input output section 200. A voltage controller oscillator 132 in the reception section 120 is utilized for both transmission and reception. Since the frequency outputted from a voltage controlled oscillator 132 is made identical to both and transmission and reception, the switching between the transmission and the reception is instantly conducted and then the time slots can effectively be utilized and high speed transmission is attained.



Data supplied from the esp@cenet database — Worldwide

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2000-286742
(P2000-286742A)

(43) 公開日 平成12年10月13日 (2000. 10. 13)

(51) Int.Cl.⁷

H 0 4 B 1/44
1/54

識別記号

F I

H 0 4 B 1/44
1/54

テーマコード* (参考)

5 K 0 1 1

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 7 頁)

(21) 出願番号 特願平11-91785
(22) 出願日 平成11年 3 月31日 (1999. 3. 31)

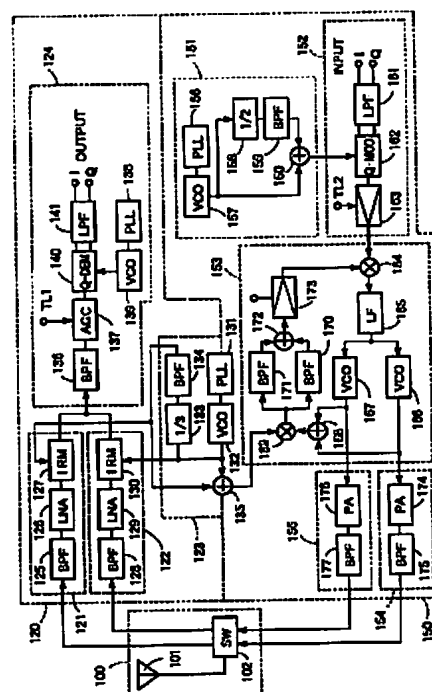
(71) 出願人 000003078
株式会社東芝
神奈川県川崎市幸区堀川町72番地
(72) 発明者 鳥居 徹一
神奈川県川崎市幸区堀川町580-1 株式
会社東芝半導体システム技術センター内
(74) 代理人 100083161
弁理士 外川 英明
Fターム(参考) 5K011 BA01 BA10 DA03 DA07 DA21
EA02 FA01 GA04 JA01 KA15

(54) 【発明の名称】 無線通信装置

(57) 【要約】

【課題】 周波数を高速切替可能な周波数シンセサイザを用いることなく高速にデータ伝送を行うことができる無線通信装置を提供する。

【解決手段】 本発明の無線通信装置は、アンテナ入力部100と、受信部120と、送信部150と、入出力部200とを備える。受信部120内の電圧制御発振器132は、送信時と受信時の双方で利用される。送信時と受信時に電圧制御発振器132の周波数を同一にしているため、送受信の切替を瞬時に行うことができる。したがって、タイムスロットを有効利用でき、高速伝送が可能になる。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 2つの異なる帯域の信号を送受信する無線通信装置において、

第 1 の局部発振信号を出力する第 1 の局部発振器と、

前記第 1 の局部発振信号を分周する分周器と、

アンテナで受信された第 1 の帯域の信号を、前記分周器で分周された信号に基づいて所定周波数の中間周波信号に変換する第 1 の周波数変換部と、

アンテナで受信された第 2 の帯域の信号を、前記第 1 の局部発振信号に基づいて前記所定周波数の中間周波信号に変換する第 2 の周波数変換部と、を備え、

前記第 1 の局部発振器は、送受信のいずれを行う場合でも、同一周波数の前記第 1 の局部発振信号を出力することを特徴とする無線通信装置。

【請求項 2】 アンテナから送信される第 3 の帯域の信号に対応する第 2 の局部発振信号と、アンテナから送信される第 4 の帯域の信号に対応する第 3 の局部発振信号とを出力する第 2 の局部発振器と、

前記第 2 または第 3 の局部発振信号に基づいて、送信用の変調信号を生成する変調器と、

前記変調信号に基づいて前記第 3 または第 4 の帯域の信号を生成する送信信号生成部と、

前記第 1 の局部発振信号とに基づいて前記送信信号生成部の出力を位相制御する位相制御部と、を備えることを特徴とする請求項 1 に記載の無線通信装置。

【請求項 3】 一定の時間幅からなるタイムスロットを単位として、アンテナで受信された信号を前記第 1 および第 2 の周波数変換部のいずれかに供給する制御と、前記送信信号生成部で生成された前記第 3 および第 4 の帯域の信号のいずれかをアンテナに供給する制御とを行う信号切回路を備え、

送信と受信とを連続したタイムスロットで行うことを特徴とする請求項 2 に記載の無線通信装置。

【請求項 4】 前記位相制御部は、前記変調器が前記第 2 の局部発振信号を用いて変調を行った場合に前記第 3 の帯域の信号を出力する第 1 の電圧制御発振器と、

前記変調器が前記第 3 の局部発振信号を用いて変調を行った場合に前記第 4 の帯域の信号を出力する第 2 の電圧制御発振器と、を有することを特徴とする請求項 2 に記載の無線通信装置。

【請求項 5】 前記位相制御部は、前記第 1 の電圧制御発振器の出力と前記第 1 の局部発振信号とに基づいて、前記第 2 の局部発振信号と同一周波数成分を抽出する第 1 のバンドパスフィルタと、前記第 2 の電圧制御発振器の出力と前記第 2 の局部発振信号とに基づいて、前記第 3 の局部発振信号と同一周波数成分を抽出する第 2 のバンドパスフィルタと、前記第 1 または第 2 のバンドパスフィルタの出力の位相

と前記変調器の出力の位相とを比較する位相比較器と、を有し、

前記位相比較器の出力に基づいて前記送信信号生成部の出力を位相制御することを特徴とする請求項 4 に記載の無線通信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、携帯電話などの無線受信機に用いられる無線通信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 図 6 は欧州を中心に普及している GSM 方式の移動体通信システムにおける時分割多元接続を説明する図である。図示のように、GSM 方式では、タイムスロットを単位として送受信を行う。図 6 には、基地局と通信を行う子局（移動局）の送信タイミング f_{TX} と、受信タイミング f_{RX} が示されている。子局は、図中の時刻 R₁ で信号を受信し、時刻 T₁ で信号を送信する。子局は、時刻 R₁ の 8 タイムスロット後の時刻 R₁ の 8 タイムスロット後の時刻 R₂ のときに次の受信を行う。時刻 R₆、R₇の間には、他のチャネルをモニターする期間が設けられている。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】 図 6 に示す従来のシステムでは、子局は、1 タイムスロット内に音声通話とデータ伝送を行わなければならないので、1 タイムスロットの時間幅により必然的に伝送容量が制限される。このため、高速大容量のデータを伝送するには、1 タイムスロット内のビットレートを上げるか、あるいは、複数スロットを使用してデータ伝送を行わなければならない。前者は、既存システムの制約から実現は難しい。また、後者の場合、図に示すように、送信期間と受信期間の間の時間間隔が必然的に狭くなるため、無線機内で使用される周波数シンセサイザを高速に切り替えなければならなくなる。また、本発明の他の目的は、周波数を高速切替可能な周波数シンセサイザを用いることなく高速にデータ伝送を行うことができる無線通信装置を提供することにある。

【0004】

【課題を解決するための手段】 上述した課題を解決するために、本発明は、2つの異なる帯域の信号を送受信する無線通信装置において、第 1 の局部発振信号を出力する第 1 の局部発振器と、前記第 1 の局部発振信号を分周する分周器と、アンテナで受信された第 1 の帯域の信号を、前記分周器で分周された信号に基づいて所定周波数の中間周波信号に変換する第 1 の周波数変換部と、アンテナで受信された第 2 の帯域の信号を、前記第 1 の局部発振信号に基づいて前記所定周波数の中間周波信号に変換する第 2 の周波数変換部と、を備え、前記第 1 の局部発振器は、送受信のいずれを行う場合でも、同一周波数の前記第 1 の局部発振信号を出力する。請求項 1 の発明

を例えば図3に対応づけて説明すると、「第1の局部発振器」は電圧制御発振器132に、「分周器」は1/3分周器133に、「第1の周波数変換部」は周波数変換部121に、「第2の周波数変換部」は周波数変換部122に、それぞれ対応する。請求項1の発明では、送受信のいずれを行う場合でも、同一周波数の第1の局部発振信号を出力するため、送受信の切換を迅速に行うことができ、データの高速伝送が可能になる。

【0005】請求項2の発明を例えば図3に対応づけて説明すると、「第2の局部発振器」は局部発振部151に、「変調器」は変調部152に、「送信信号生成部」は送信信号出力部154、155に、「位相制御部」は位相制御部153に、それぞれ対応する。請求項2の発明では、送受信兼用に用いられる第1の局部発振信号に基づいて、送信データの位相を制御する。請求項3の発明を例えば図3に対応づけて説明すると、「位相切替回路」は信号切替器102に対応する。請求項3の発明では、送信と受信を連続したタイムスロットで行うため、各タイムスロットを有効利用できる。請求項4の発明を例えば図3に対応づけて説明すると、「第1の電圧制御発振器」は電圧制御発振器166に、「第2の電圧制御発振器」は電圧制御発振器167に、それぞれ対応する。請求項4の発明では、第1および第2の電圧制御発振器を有するため、異なる2つの周波数帯域の変調信号を生成できる。請求項5の発明を例えば図3に対応づけて説明すると、「第1のバンドパスフィルタ」はバンドパスフィルタ170に、「第2のバンドパスフィルタ」はバンドパスフィルタ171に、それぞれ対応する。

【0006】請求項5の発明では、第1および第2のバンドパスフィルタを有するため、異なる2つの周波数帯域について、位相制御を行うことができる。

【0007】

【発明の実施の形態】以下、本発明に係る無線通信装置について、図面を参照しながら具体的に説明する。以下に示す実施形態は、周波数を高速切替可能な周波数シンセサイザを用いることなく、データの送受信を瞬時に切り替えることができることを特徴とする。図1は、ETSI（欧州電気通信標準化機構）が定めた高速データ伝送の規格を示す図である。この規格では、データ速度が4.8kbpsのデータ伝送(TCH/F4.8)と、データ速度が9.6kbpsのデータ伝送(TCH/F9.6)とを規定している。例えば、TCH/F9.6の規格で、38.4kbit/sのAIUR(Air Interface User Rate)を得るには、4タイムスロットが必要となる。図2は4タイムスロットを用いてデータの送受信を行う場合のタイムスロットを示す図である。図2の時刻T5、T9、T13、T17に示すように、本実施形態は、データの送受信を瞬時に切り替えることができることを特徴とする。以下、本発明に係る無線通信装置の本実施形態を詳述する。図3および図4は、GSM方式とDCS1800方式の双方に対応した、いわゆるデュアルバンド対応

の無線通信装置の構成を示すブロック図である。図3および図4の無線通信装置は、GSM用の送信帯域が880~915MHz、受信帯域が925~960MHz、DCS1800用の送信帯域が1710~1785MHz、受信帯域が1805~1880MHzを想定している。これら全帯域をカバーするように、局部発振用の電圧制御発振器(VCO)が選定される。

【0008】図3において、一点鎖線内はGSMのみに対応する部分、二点鎖線内はDCS1800のみに対応する部分、それ以外はGSMとDCS1800の双方で共用する部分である。図3および図4の無線通信装置は、アンテナ入力部100と、受信部120と、送信部150と、入出力部200とを備えており、入出力部200は図4に、それ以外は図3に構成が示されている。アンテナ入力部100は、アンテナ101と、受信部120および送信部150の接続を切り替える信号切替器(SW)102とを有する。受信部120は、GSM用の周波数変換部121と、DCS1800用の周波数変換部122と、局部発振部123と、復調部124とを有する。周波数変換部121は、バンドパスフィルタ(BPF)125と、低雑音増幅器(LNA)126と、イメージ抑圧型ミキサ(I RM)127とを有する。周波数変換部122は、バンドパスフィルタ(BPF)128と、低雑音増幅器(LNA)129と、イメージ抑圧型ミキサ(I RM)130とを有する。局部発振部123は、PLL回路(シンセサイザ)131と、電圧制御発振器(VCO)132と、1/3分周器133と、バンドパスフィルタ(BPF)134と、加算器135とを有する。復調部124は、バンドパスフィルタ(BPF)136と、AGC回路137と、PLL回路138と、電圧制御発振器(VCO)139と、直交復調器(Q-DEM)140と、ローパスフィルタ(LPF)141とを有する。

【0009】送信部150は、局部発振部151と、変調部152と、位相制御部153と、GSM用の送信信号出力部154と、DCS1800用の送信信号出力部155とを有する。局部発振部151は、PLL回路156と、電圧制御発振器(VCO)157と、1/2分周器158と、バンドパスフィルタ(BPF)159と、加算器160とを有する。変調部152は、ローパスフィルタ(LPF)161と、直交変調部(Q-MOD)162と、増幅器163とを有する。位相制御部153は、位相シフト回路164と、ループフィルタ(LF)165と、GSM用の電圧制御発振器(VCO)166と、DCS1800用の電圧制御発振器(VCO)167と、加算器168と、ミキサ169と、バンドパスフィルタ(BPF)170、171と、加算器172と、アンプ173とを有する。送信信号出力部154は、パワーアンプ(PA)174と、バンドパスフィルタ(BPF)175とを有し、送信信号出力部155は、パワーアンプ(PA)176と、バンドパスフィルタ(BPF)17

7とを有する。入出力部200は、A/D変換器201と、D/A変換器202と、ビタビ復調器203と、コンバンダー204と、D/A変換器205と、スピーカ206と、マイク207とを有する。

【0010】次に、図3および図4の無線通信装置の動作を説明する。まず、GSMモードでの送受信を説明する。アンテナ101から入力されたGSM用のRF(RadioFrequency)信号は、信号切替器102で切り替えられてバンドパスフィルタ125に入力される。バンドパスフィルタ125を通過した信号は、低雑音増幅器126で増幅されてイメージ抑圧型ミキサー127に入力される。一方、PLL回路131により位相制御される電圧制御発振器132は、GSM帯の信号を受信する際には、2130~2235MHzの帯域の発振信号を出力する。この発振信号は、1/3分周器で3分周された後、バンドパスフィルタ134に入力されて高調波成分が除去され、イメージ抑圧型ミキサー127の他の入力端子に入力される。イメージ抑圧型ミキサー127は、両入力信号の差分である215MHzの中間周波信号(IF信号)を生成する。このIF信号は、バンドパスフィルタ136で高調波成分が除去された後、AGC(自動利得制御)アンプ137に入力される。AGCアンプ137は、図3の端子TL1に入力される信号により、出力信号が歪まないように利得が制御される。AGCアンプ137の出力信号は次段の直交復調器141に入力されて、電圧制御発振器139の発振出力である215MHzの発振信号とミキシングされる。直交復調器141は、同相成分であるI信号と直交成分であるQ信号を出力する。直交復調器141の出力は、ローパスフィルタ141に入力されて高調波成分が除去された後、図4に示すA/D変換器201に入力される。A/D変換器201の出力は、ビタビ復調器203に入力されて検波処理が行われた後、コンバンダー204を通過した後、D/A変換器205で音声信号に変換されてスピーカ206から音声出力される。

【0011】例えば、図1のTCH/F9.6の規格で38.4kbit/sの伝送速度を得るには、図2のR1~R4までの4タイムスロット連続して、上述した受信処理が行われる。4タイムスロット分の受信処理が終了すると、次に、送信処理が行われる。受信処理から送信処理に切り替わっても、電圧制御発振器の発振周波数は変化しない。図4のマイク207から入力された音声信号は、コンバンダー204を介してビタビ復調器203に入力され、I信号とQ信号に分離される。これらI信号とQ信号はD/A変換器202でアナログ信号に変換された後、図3のローパスフィルタ161に入力されて高調波信号が除去された後、直交変調器162に入力されて変調される。また、直交変調器162には、電圧制御発振器157から出力された340MHzの発振信号を1/2分周器158で2分周した170MHzの信号が入力される。この信

号を用いて、直交変調器162は170MHz帯のGMSK信号を出力する。なお、バンドパスフィルタ159は、1/2分周器から出力される170MHzのベースバンド信号に含まれる高調波成分を除去する。直交変調器162の出力は増幅器163に入力され、端子TL2に入力される制御電圧に応じて利得が調整されて位相比較器164に入力される。位相比較器164は、増幅器163、173の各出力信号の位相を比較し、位相差に応じた信号を出力する。

【0012】位相比較器164の出力は、ループフィルタ165に入力されて高調波信号が除去された後、電圧制御発振器166に入力される。電圧制御発振器166は、880~915MHzの範囲の信号を出力する。位相制御部153内のミキサー169は、電圧制御発振器166の出力信号と、電圧制御発振器132の出力信号を3分周した710~745MHzの帯域の信号とを掛け合わせて、両信号の差の周波数である170MHzの信号を出力する。この信号は、バンドパスフィルタ170で高調波成分が除去された後、増幅器173で増幅されて位相比較器164に入力される。位相比較器164の出力は、ループフィルタ165、電圧制御発振器166、およびミキサー169を介してフィードバック制御(位相同期制御)される。電圧制御発振器166の出力は、パワー増幅器174で電力増幅された後、バンドパスフィルタ175で高調波成分が除去されて信号切替回路102を介してアンテナ101に入力される。図1のTCH/F9.6の規格で38.4kbit/sの伝送速度を得るには、図2のT1~T4までの4タイムスロット連続して、上述した送信処理が行われる。

【0013】次に、DCS1800モードでの送受信を説明する。アンテナ101から入力されたDCS1800用のRF信号(1805~1880MHz)は、信号切替器102で切り替えられてバンドパスフィルタ128に入力される。バンドパスフィルタ128を通過した信号は、低雑音増幅器129で増幅されてイメージ抑圧型ミキサー130に入力される。一方、PLL回路131により位相制御される電圧制御発振器132は、DCS1800帯の信号を受信する際には、2020~2095MHzの帯域の発振信号を出力する。イメージ抑圧型ミキサー130は、電圧制御発振器132の出力信号とRF信号との差周波数である215MHzのIF信号を生成する。このIF信号は、バンドパスフィルタ136で高調波成分が除去された後、AGC(自動利得制御)増幅器137で増幅されてI信号とQ信号が取り出される。DCS1800モードで送信処理を行う場合も、電圧制御発振器132の発振周波数は変化しない。また、電圧制御発振器157は310MHzの発振信号を出力し、この信号が加算器135を介して直交変調器162に入力される。直交変調器162は、310MHzをベースバンドとする変調信号を出力する。

【0014】直交変調器162の出力は増幅器163に

入力され、端子TL2に入力される制御電圧に応じて利得が調整されて位相比較器164に入力される。位相比較器164は、増幅器163、173の各出力信号の位相を比較し、位相差に応じた信号を出力する。位相比較器164の出力は、ローパスフィルタ165に入力されて高調波信号が除去された後、電圧制御発振器167に入力される。電圧制御発振器167は、1710~1785MHzの範囲の信号を出力する。位相制御部153内のミキサ169は、電圧制御発振器132の出力信号と、電圧制御発振器167の出力信号とを掛け合わせて、両信号の差の周波数である310MHzの信号を出力する。この信号は、バンドパスフィルタ171で高調波成分が除去された後、増幅器173で増幅されて位相比較器164に入力される。電圧制御発振器167の出力は、パワー増幅器176で電力増幅された後、バンドパスフィルタ177で高調波成分が除去されて信号切替回路102を介してアンテナ101に入力される。以上に説明したように、本実施形態では、送信時と受信時で電圧制御発振器132の周波数を同一にしているため、送受信の切替を瞬時に行うことができる。したがって、タイムスロットを有効利用でき、高速伝送が可能になる。

【0015】また、上述した実施形態の場合、電圧制御発振器132の周波数可変幅は、GSMモードとDCS1800モードを併せて、2020~2235MHzであり、周波数差 Δf は、215MHzである。一方、電圧制御発振器157の周波数可変幅は、310~340MHzであり、周波数差 Δf は、30MHzである。周波数の可変幅を大きくすると、電圧制御発振器132、157の安定性や実現性は一般に低下するため、好ましくない。すなわち、周波数の可変幅は小さい方が望ましい。図5は、受信IF信号の周波数(MHz)を横軸にして、電圧制御発振器132、157の可変幅の割合(%)を縦軸にした図である。同図より、電圧制御発振器132、157が共に安定するのは、IF信号が215MHz付近のときであり、その場合の可変幅の割合は9%である。9%程度の可変幅は容易に実現できるため、本実施形態では、IF信号を215MHzに設定している。ただし、IF信号を215MHz以外に設定してもよい。上述した実施形態では、4タイムスロット連続して送信あるいは受信を行う例を説明したが、連続して送受信を行うタイムスロットの数には特に制限はない。

【0016】また、上述した実施形態では、電圧制御発振器139の周波数が214MHz固定で、電圧制御発振器157の周波数が310~340MHzの範囲で可変する例を説明したが、電圧制御発振器139を2倍の428MHzで、電圧制御発振器157を4倍の1240~1360MHzの周波数で発振させて、これら発振出力を1/2、1/4に分周する分周器で90°位相差信号を生成して直交変調器162や直交復調器140に供給してもよい。

【0017】

【発明の効果】以上詳細に説明したように、本発明によれば、送受信のいずれを行う場合でも、周波数の変換等に利用される第1の局部発振信号の周波数を変化させないようにしたため、送受信の切り替えを迅速に行うことができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】ETSIが定めた高速データ伝送の規格を示す図。

【図2】4タイムスロットを用いてデータの送受信を行う場合のタイムスロットを示す図。

【図3】GSM方式とDCS1800方式の双方に対応した無線装置の構成を示すブロック図。

【図4】GSM方式とDCS1800方式の双方に対応した無線装置の構成を示すブロック図。

【図5】受信IF信号の周波数を横軸にして、電圧制御発振器の可変幅の割合を縦軸にした図。

【図6】欧州を中心に普及しているGSM方式の移動体通信システムにおける時分割多元接続を説明する図。

【符号の説明】

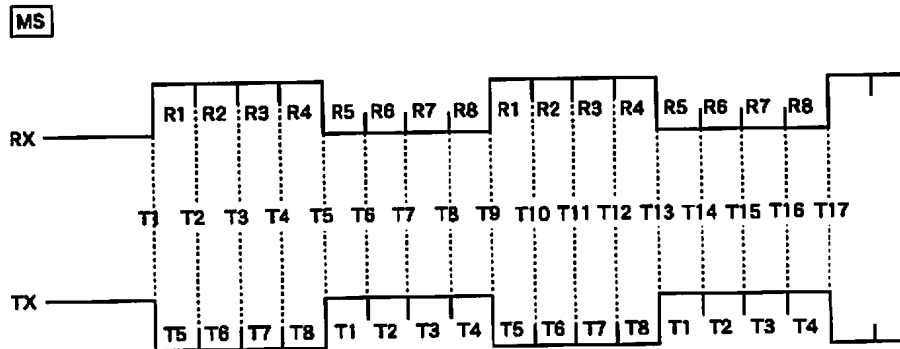
- 100 アンテナ入力部
- 101 アンテナ
- 102 信号切替器
- 120 受信部
- 121, 122 周波数変換部
- 123 局部発振部
- 124 復調部
- 125, 128, 134, 136 バンドパスフィルタ
- 126, 129 低雑音増幅部
- 127, 130 イメージ抑圧型ミキサ
- 131, 138, 156 PLL回路
- 132, 139 電圧制御発振器
- 133 1/3分周器
- 135 加算器
- 137 AGC回路
- 140 直交復調器
- 141 ローパスフィルタ
- 150 送信部
- 151 局部発振部
- 152 変調部
- 153 位相制御部
- 154, 155 送信信号出力部
- 200 入出力部
- 201 A/D変換器
- 202, 205 D/A変換器
- 203 ビタビ復調器
- 204 コンバンダー
- 206 スピーカ
- 207 マイク

【図1】

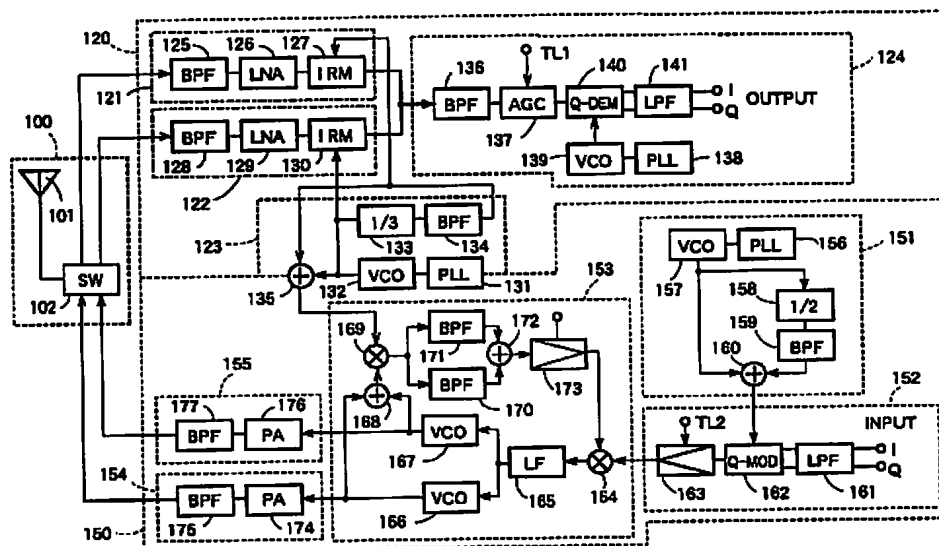
AIUR	TCH/F4.8	TCH/F9.6
4.8kbit/s	1	N/A
9.6kbit/s	2	1
14.4kbit/s	3	N/A
19.2kbit/s	4	2
28.8kbit/s	N/A	3
38.4kbit/s	N/A	4

【図2】

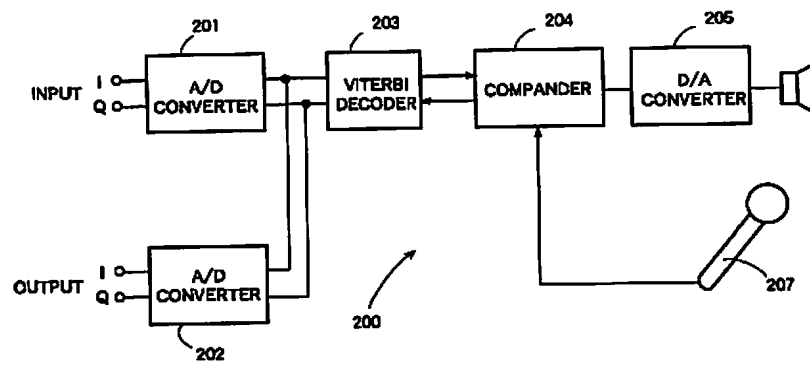
TRANSMISSION AND RECEPTION TIMING



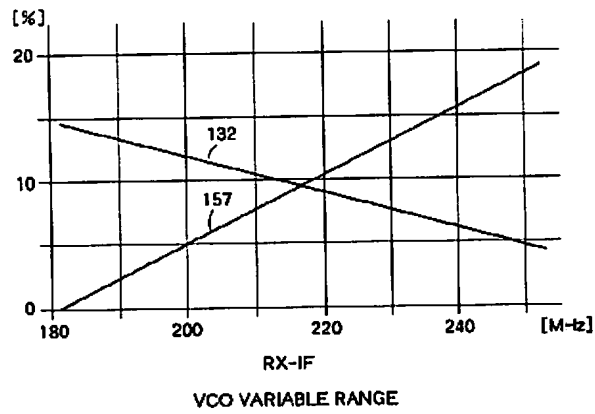
【図3】



【図 4】



【図 5】



【図 6】

